УДК 621.396.96

АДАПТИВНЫЙ ФИЛЬТР ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ РЛС СО СЛОЖНЫМИ СИГНАЛАМИ

Г.П. Бабур

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
E-mail: bgp_05@sibmail.com

Представлен адаптивный фильтр поляризационной радиолокационной станции для снижения уровня боковых лепестков сжатого принимаемого сигнала при использовании сложного векторного зондирующего сигнала. Обработка принимаемого сигнала производится в три этапа. Снижение уровня боковых лепестков позволяет дать более точную по сравнению с матричным согласованным фильтром оценку элементов матрицы рассеяния точечных отражателей в составе радиолокационной цели путем изменения в процессе адаптации векторов весовых коэффициентов предлагаемого адаптивного фильтра.

Введение

Радиолокационная цель зачастую представляется набором блестящих точек (точечных отражателей). Необходимо оценить на оси задержек (дальности) их расположение и интенсивность отраженных от них сигналов. В случае поляризационной радиолокационной станции (РЛС) интенсивность отраженных сигналов описываются матрицей рассеяния, четыре комплексных элемента которой характеризуют прямые и перекрестные отражения волн с ортогональными поляризациями [1–3].

Во многих современных РЛС используются сложные зондирующие сигналы, например, фазокодоманипулированные. Использование сложных сигналов по сравнению с простыми имеет ряд преимуществ: достижение высокого энергопотенциала РЛС при ограниченной мощности излучения, повышенная помехозащищенность и др. Однако, после сжатия сложный сигнал имеет не только пик (информативную часть), но и так называемые боковые лепестки. В случае поляризационной РЛС боковые лепестки обуславливаются не только видом автокорреляционных функций используемых ортогональных сигналов, но и их взаимной корреляцией. Уровнем боковых лепестков (УБЛ) сжатых принимаемых сигналов определяются основные ошибки при оценке матриц рассеяния точечных отражателей в составе радиолокационной цели.

Традиционный способ снижения УБЛ состоит в увеличении длительности используемых сложных сигналов, что бывает не всегда оправдано [3]. Встает задача снижения уровня боковых лепестков при заданной, фиксированной длительности сигналов.

Цель настоящей работы – разработка фильтра, позволяющего снизить УБЛ сигнала с выхода согласованного матричного фильтра поляризационной РЛС при фиксированной длительности (базе) зондирующих сигналов с целью измерения матрицы рассеяния радиолокационных целей.

Описание алгоритма работы адаптивного фильтра поляризационной РЛС

Элементы матрицы рассеяния в общем случае между собой не зависимы, то мощности прямых и кроссовых компонент сигналов, отраженных от точечных отражателей в составе радиолокационной цели, как правило, между собой не равны, а радиолокационная цель может быть любой. Поэтому невозможно разработать фильтр с фиксированной структурой, который будет оптимален для различных радиолокационных целей, представленных разными совокупностями точечных отражателей. В этом случае имеет смысл разработать адаптивный фильтр с меняющейся структурой и определяющий его работу алгоритм.

Основой предлагаемого алгоритма послужил алгоритм адаптивного сжатия импульсов [4]. Данный алгоритм эффективен при подавлении боковых лепестков, обусловленных автокорреляционной функцией одного зондирующего сложного сигнала, и не работает при использовании векторного зондирующего сигнала в поляризационной РЛС.

Совместная оценка координатных и поляризационных параметров радиолокационного нестационарного во времени объекта возможна только при использовании векторного зондирующего сигнала [3, 5], поэтому зондирующий сигнал $\mathbf{u}(n)=\mathbf{u}(n\cdot\Delta\tau)$, $\Delta\tau$ – расстояние между отсчетами, программно описывается в виде двух наборов отсчетов:

$$\mathbf{u}=\begin{bmatrix}\mathbf{u}_1\\ \mathbf{u}_2\end{bmatrix}, \qquad (1)$$

где $\mathbf{u}_1=[u_1(1)u_1(2)...u_1(N)]^T$ и $\mathbf{u}_2=[u_2(1)u_2(2)...u_2(N)]^T$ – два ортогональных сигнала, состоящие из N отсчетов каждый. Формирование сигналов, описываемых выражением (1), основано на применении сложных ортогональных сигналов.

Адаптивный алгоритм для поляризационной РЛС, так же как и [4] реализуется в три этапа. В качестве первого этапа предлагается использовать согласованную фильтрацию, а именно согласованный матричный фильтр.

Матричный согласованный фильтр (СФ) обеспечивает оптимальный прием векторного сигнала на фоне белого шума, выполняя свертку принимаемого сигнала со своей импульсной характеристикой, соответствующей сопряженному векторному зондирующему сигналу. Описание матричного фильтра для поляризационной РЛС можно найти в работе [5].

Согласованную фильтрацию в матричной форме можно представить как

$$\hat{\dot{\mathbf{S}}}^1(l)=\begin{bmatrix}\mathbf{u}_1\\ \mathbf{u}_2\end{bmatrix}^H \dot{\mathbf{y}}(l), \qquad (2)$$

где $\hat{\dot{\mathbf{S}}}^1(l)=\begin{bmatrix}\hat{\dot{S}}^1_{11} & \hat{\dot{S}}^1_{12}\\ \hat{\dot{S}}^1_{21} & \hat{\dot{S}}^1_{22}\end{bmatrix}$ – оценка матрицы рассеяния l-ой выборки (индекса ячейки по дальности); единица в верхнем индексе в выражении (2) означает первый этап обработки;

$\mathbf{u}_1=[u_1(1)u_1(2)...u_1(N)]^T$ и $\mathbf{u}_2=[u_2(1)u_2(2)...u_2(N)]^T$ – импульсные характеристики фильтров, согласованных с двумя ортогональными сложными сигналами $\mathbf{u}_1$ и $\mathbf{u}_2$, состоящими из N отсчетов каждый;

$\dot{\mathbf{y}}(l)=[\dot{\mathbf{y}}_1(l)\ \dot{\mathbf{y}}_2(l)]$ – содержит два вектора длиной каждый по N отсчетов, выделяемые из непрерывного принимаемого сигнала;

$\dot{\mathbf{y}}_1(l)=[\dot{\mathbf{y}}_1(l)\dot{\mathbf{y}}_1(l+1)...\dot{\mathbf{y}}_1(l+N-1)]^T$,
$\dot{\mathbf{y}}_2(l)=[\dot{\mathbf{y}}_2(l)\dot{\mathbf{y}}_2(l+1)...\dot{\mathbf{y}}_2(l+N-1)]^T$;

$(\bullet)^T$ – оператор транспонирования;

$(\bullet)^H$ – оператор сопряженного транспонирования.

Принимаемый сигнал $\dot{\mathbf{y}}(l)$ разделяется в антенном тракте РЛС на две ортогональные по поляризации составляющие: $\dot{\mathbf{y}}_1(l)$ и $\dot{\mathbf{y}}_2(l)$, которые могут быть записаны с помощью выражения (3):

$$[\dot{\mathbf{y}}_1(l)\quad \dot{\mathbf{y}}_2(l)]=\dot{\mathbf{A}}(l)[\mathbf{u}_1\quad \mathbf{u}_2]+[\dot{\boldsymbol{\eta}}_1(l)\quad \dot{\boldsymbol{\eta}}_2(l)], \qquad (3)$$

где

$$\dot{\eta}_1(l)=[\dot{\eta}_1(l)\dot{\eta}_1(l+1)...\dot{\eta}_1(l+N-1)]^T,$$
$$\dot{\eta}_2(l)=[\dot{\eta}_2(l)\dot{\eta}_2(l+1)...\dot{\eta}_2(l+N-1)]^T;$$

– отсчеты аддитивного белого шума в каналах соответственно горизонтальной и вертикальной поляризации.

Матрица $\dot{\mathbf{A}}(l)$ в выражении (4) представляет собой совокупность матриц рассеяния $2N-1$ элементарных отражателей:

$$\dot{\mathbf{A}}(l)=\begin{bmatrix}\dot{\mathbf{S}}(l) & \dot{\mathbf{S}}(l+1) & \dots & \dot{\mathbf{S}}(l+N-1)\\ \dot{\mathbf{S}}(l-1) & \dot{\mathbf{S}}(l) & \ddots & \vdots\\ \vdots & \ddots & \ddots & \dot{\mathbf{S}}(l+1)\\ \dot{\mathbf{S}}(l-N+1) & \dots & \dot{\mathbf{S}}(l-1) & \dot{\mathbf{S}}(l)\end{bmatrix}, \qquad (4)$$

каждый элементарный отражатель описывается матрицей рассеяния, четыре комплексных элемента которой характеризуют прямые и перекрестные отражения волн с ортогональными поляризациями $\dot{\mathbf{S}}(l)=\begin{bmatrix}\dot{S}_{11} & \dot{S}_{12}\\ \dot{S}_{21} & \dot{S}_{22}\end{bmatrix}$.

Итого отклик согласованного матричного фильтра:

$$\hat{\dot{\mathbf{S}}}^1(l)=\begin{bmatrix}\mathbf{u}_1\\ \mathbf{u}_2\end{bmatrix}^H\cdot\dot{\mathbf{A}}\cdot[\mathbf{u}_1\quad \mathbf{u}_2]+\begin{bmatrix}\mathbf{u}_1\\ \mathbf{u}_2\end{bmatrix}^H\cdot[\dot{\boldsymbol{\eta}}_1(l)\quad \dot{\boldsymbol{\eta}}_2(l)] \qquad (5)$$

или

$$\hat{\dot{\mathbf{S}}}^1(l)=\begin{bmatrix}\mathbf{u}_1\\ \mathbf{u}_2\end{bmatrix}^H\cdot[\dot{\mathbf{y}}_1(l)\quad \dot{\mathbf{y}}_2(l)]+\begin{bmatrix}\mathbf{u}_1\\ \mathbf{u}_2\end{bmatrix}^H\cdot[\dot{\eta}_1(l)\quad \dot{\eta}_2(l)]. \qquad (6)$$

Таким образом, сигналы на выходе согласованного матричного фильтра, входящего в состав адаптивного фильтра, в виде векторно-матричного умножения могут быть записаны как:

$$\begin{cases}\hat{\dot{S}}^1_{11}=\mathbf{u}_1{}^H\cdot\dot{\mathbf{y}}_1(l)\\ \hat{\dot{S}}^1_{12}=\mathbf{u}_2{}^H\cdot\dot{\mathbf{y}}_1(l)\\ \hat{\dot{S}}^1_{21}=\mathbf{u}_1{}^H\cdot\dot{\mathbf{y}}_2(l)\\ \hat{\dot{S}}^1_{22}=\mathbf{u}_2{}^H\cdot\dot{\mathbf{y}}_2(l)\end{cases}. \qquad (7)$$

Единица в верхнем индексе в выражениях (5–7) означает первый этап обработки.

Опишем нахождение векторов весовых коэффициентов адаптивных фильтров во втором и третьем каскадах адаптивного фильтра поляризационной РЛС. Для вычисления векторов весовых коэффициентов адаптивных фильтров сжатия второго каскада используются сигналы с выхода согласованного матричного фильтра $\hat{\dot{S}}^1_{11}$, $\hat{\dot{S}}^1_{12}$, $\hat{\dot{S}}^1_{21}$ и $\hat{\dot{S}}^1_{22}$, являющиеся

оценками элементов матрицы рассеяния радиолокационного объекта. Полагая отсчеты по дальности принимаемого сигнала некоррелированными с шумом, векторы весовых коэффициентов четырех адаптивных фильтров, осуществляющих повторное сжатие входного сигнала, запишем как:

$$\begin{cases} \mathbf{w}11_2(l) = \rho 11_2 (\mathbf{C}1_2(l))^{-1}\mathbf{u}_1 \\ \mathbf{w}12_2(l) = \rho 12_2 (\mathbf{C}1_2(l))^{-1}\mathbf{u}_1 \\ \mathbf{w}21_2(l) = \rho 21_2 (\mathbf{C}2_2(l))^{-1}\mathbf{u}_2 \\ \mathbf{w}22_2(l) = \rho 22_2 (\mathbf{C}2_2(l))^{-1}\mathbf{u}_2 \end{cases},$$

где $\rho ij_2(l)=|\hat{S}^1_{ij}(l)|^2$ – параметр оценки элементов матрицы рассеяния радиолокационного объекта, i,j=1,2.

Матрицы $\mathbf{C1}_2(l)$ и $\mathbf{C2}_2(l)$ определяются как:

$$\mathbf{C}1_2(l) = \sum_{n=-N+1}^{N-1} \rho 11_2(l+n)\mathbf{u}_{1,n}\mathbf{u}_{1,n}^{\ H} + \sum_{n=-N+1}^{N-1} \rho 12_2(l+n)\mathbf{u}_{2,n}\mathbf{u}_{2,n}^{\ H},$$

$$\mathbf{C}2_2(l) = \sum_{n=-N+1}^{N-1} \rho 21_2(l+n)\mathbf{u}_{1,n}\mathbf{u}_{1,n}^{\ H} + \sum_{n=-N+1}^{N-1} \rho 22_2(l+n)\mathbf{u}_{2,n}\mathbf{u}_{2,n}^{\ H},$$

где $\mathbf{u}_{1,n}$ состоит из элементов сигнала $\mathbf{u}_1$, смещенного на n отсчетов, и заполненного нулями остатка. Например, для n=2 имеем $\mathbf{u}_{1,2}=[0\ 0\ u1(0)...u1(N-3)]^T$, а для n=–2 $\mathbf{u}_{1,-2}=[u1(2)...u1(N-1)\ 0\ 0]^T$. Аналогично $\mathbf{u}_{2,n}$ состоит из элементов сигнала $\mathbf{u}_2$, смещенного на n отсчетов, и заполненного нулями остатка; $-N<n<N$.

Сигналы на выходе второго каскада адаптивного фильтра записываются соответственно:

$$\begin{cases} \hat{\dot{S}}{}^2_{11} = \mathbf{w}11_2^{\ H}(l)\cdot\dot{\mathbf{y}}_1(l) \\ \hat{\dot{S}}{}^2_{12} = \mathbf{w}12_2^{\ H}(l)\cdot\dot{\mathbf{y}}_1(l) \\ \hat{\dot{S}}{}^2_{21} = \mathbf{w}21_2^{\ H}(l)\cdot\dot{\mathbf{y}}_2(l) \\ \hat{\dot{S}}{}^2_{22} = \mathbf{w}22_2^{\ H}(l)\cdot\dot{\mathbf{y}}_2(l) \end{cases}.$$

Для нахождения векторов весовых коэффициентов фильтров сжатия третьего каскада адаптивного фильтра поляризационной РЛС используются уточненные оценки элементов матрицы рассеяния, полученные соответственно после второго этапа обработки $\hat{S}^2_{11}$, $\hat{S}^2_{12}$, $\hat{S}^2_{21}$ и $\hat{S}^2_{22}$:

$$\begin{cases} \mathbf{w}11_3(l) = \rho 11_3 (\mathbf{C}1_3(l))^{-1}\mathbf{u}_1 \\ \mathbf{w}12_3(l) = \rho 12_3 (\mathbf{C}1_3(l))^{-1}\mathbf{u}_1 \\ \mathbf{w}21_3(l) = \rho 21_3 (\mathbf{C}2_3(l))^{-1}\mathbf{u}_2 \\ \mathbf{w}22_3(l) = \rho 22_3 (\mathbf{C}2_3(l))^{-1}\mathbf{u}_2 \end{cases},$$

где $\rho ij_3(l)=|\hat{S}^2_{ij}(l)|^2$ – параметр оценки элементов матрицы рассеяния радиолокационного объекта, i,j=1, 2.

Матрицы $\mathbf{C1}_3(l)$ и $\mathbf{C2}_3(l)$ определяются как:

$$\mathbf{C}1_3(l) = \sum_{n=-N+1}^{N-1} \rho 11_3(l+n)\mathbf{u}_{1,n}\mathbf{u}_{1,n}^{\ H} + \sum_{n=-N+1}^{N-1} \rho 12_3(l+n)\mathbf{u}_{2,n}\mathbf{u}_{2,n}^{\ H},$$

$$\mathbf{C}2_3(l) = \sum_{n=-N+1}^{N-1} \rho 21_3(l+n)\mathbf{u}_{1,n}\mathbf{u}_{1,n}^{\ H} + \sum_{n=-N+1}^{N-1} \rho 22_3(l+n)\mathbf{u}_{2,n}\mathbf{u}_{2,n}^{\ H},$$

Сигналы на выходе третьего каскада адаптивного фильтра записываются как:

$$\begin{cases} \hat{\dot{S}}{}^3_{11} = \mathbf{w}11_3^{\ H}(l)\cdot\dot{\mathbf{y}}_1(l) \\ \hat{\dot{S}}{}^3_{12} = \mathbf{w}12_3^{\ H}(l)\cdot\dot{\mathbf{y}}_1(l) \\ \hat{\dot{S}}{}^3_{21} = \mathbf{w}21_3^{\ H}(l)\cdot\dot{\mathbf{y}}_2(l) \\ \hat{\dot{S}}{}^3_{22} = \mathbf{w}22_3^{\ H}(l)\cdot\dot{\mathbf{y}}_2(l) \end{cases}.$$

Описание адаптивного фильтра поляризационной РЛС

Адаптивный фильтр поляризационной РЛС, рис. 1, реализующий адаптивный алгоритм, работает следующим образом. На входы фильтра (Вх. 1 и Вх. 2) поступают сигналы горизонтальной $\dot{\mathbf{y}}_1(l)$ и вертикальной $\dot{\mathbf{y}}_2(l)$ поляризации. Обработка сигналов производится последовательно в три этапа. На первом этапе происходит сжатие входных сигналов согласованными фильтрами (СФ 1 – СФ 4). В результате существенно увеличивается отношение сигнала к шуму, создаваемому в предыдущих приемно-усилительных каскадах приемника поляризационной РЛС. Однако сжатые сигналы имеют боковые лепестки, определяющие основные ошибки при оценке элементов матрицы рассеяния радиолокационной цели в поляризационной РЛС.

Сигналы с выходов СФ 1 – СФ 4 используются для адаптации и расчета векторов весовых коэффициентов адаптивных фильтров, реализующих второй этап обработки входных сигналов $\dot{\mathbf{y}}_1(l)$ и $\dot{\mathbf{y}}_2(l)$. На втором этапе сигналы с выходов СФ 1 – СФ 4 поступают на входы первого и второго вычислительно-управляющих устройств (ВУУ), и используются для вычисления векторов весовых коэффициентов первого – четвертого адаптивных фильтров (АФ). С выхода ВУУ 1 и ВУУ 2 в каждый момент времени сигналы, отображающие вектора весовых коэффициентов фильтров, одновременно поступают на управляющие входы четырех адаптивных фильтров АФ 1 – АФ 4. Кроме максимизации отношения сигнал/шум фильтрами АФ 1 – АФ 4 осуществляется минимизация уровня боковых лепестков сжатого сигнала. На третьем этапе сигналы с выходов адаптивных фильтров АФ 1 – АФ 4 поступают на входы третьего и четвертого вычислительно-управляющих устройств, и используются для вычисления векторов весовых коэффициентов пятого – восьмого адаптивных фильтров. С выхода

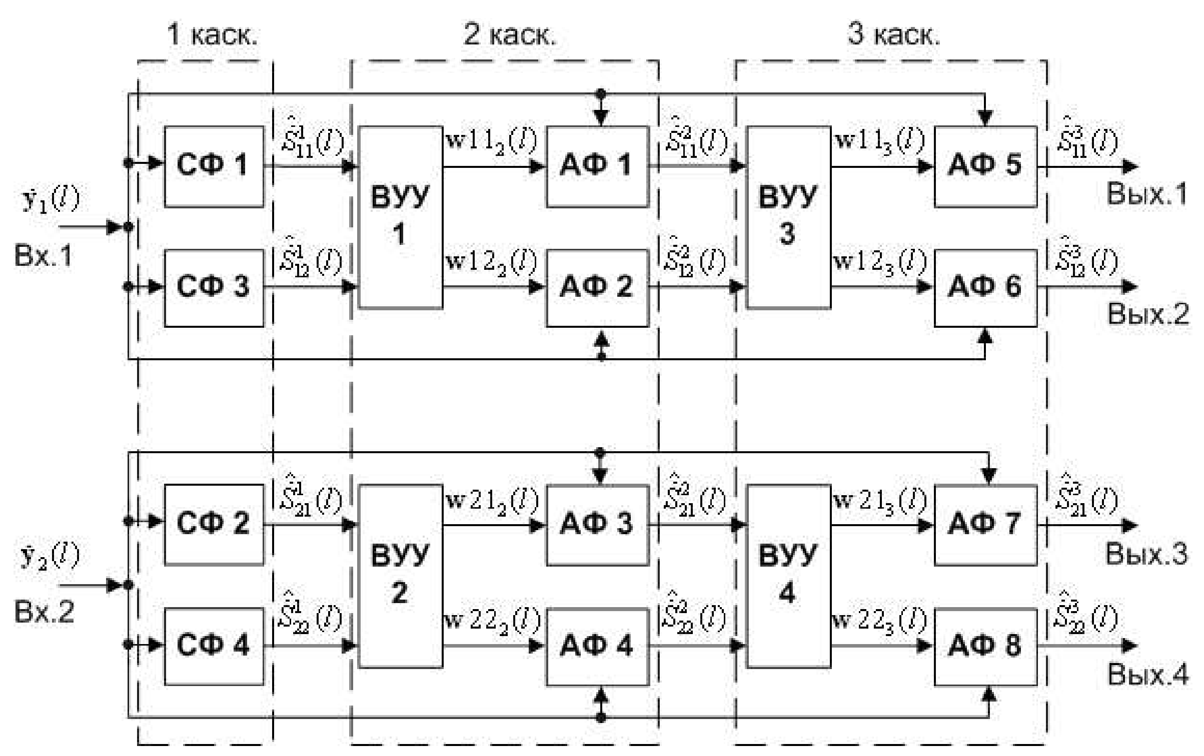


Рис. 1. *Схема адаптивного фильтра поляризационной РЛС*

ВУУ 3 и ВУУ 4 в каждый момент времени сигналы, отображающие эти вектора, одновременно поступают на управляющие входы АФ 5 – АФ 8. Фильтрами АФ 5 – АФ 8 осуществляется дальнейшая минимизация уровня боковых лепестков сжатого сигнала. Сигналы с выходов АФ 5, АФ 6, АФ 7 и АФ 8 являются оценками элементов матрицы рассеяния радиолокационного объекта $\hat{S}^3_{11}$, $\hat{S}^3_{12}$, $\hat{S}^3_{21}$ и $\hat{S}^3_{22}$.

Результаты моделирования

Результаты математического моделирования работы адаптивного фильтра поляризационной РЛС со сложными сигналами представлены на рис. 2. Радиолокационный объект описывался пятью отражающими элементами. Векторный зондирующий сигнал описывался двумя ортогональными *M*-последовательностями базой N=31. Матрицы рассеяния точечных отражателей задавались случайным образом в комплексном виде. Сигнал дополнительно содержал аддитивный белый шум с нулевым математическим ожиданием и среднеквадратическим отклонением – 40 дБ по отношению к уровню самого сильного сигнала. После сжатия сигнала среднеквадратическое отклонение шума составляло – 55 дБ.

Результаты моделирования приводятся в логарифмическом масштабе и представлены в виде нормированных графиков абсолютного значения сигналов на выходах фильтров в составе адаптивного фильтра поляризационной РЛС (рис. 2). На рис. 2, *а* (сверху вниз) изображены сигналы с выходов СФ1 – СФ 4, на рис. 2, *б* – сигналы с выходов АФ 1 – АФ 4, на рис. 2, *в* – сигналы с выходов АФ 5 – АФ 8.

По оси абсцисс отложены отсчеты, соответствующие дальности до радиолокационного объекта (соответствующие задержке принимаемого сигнала относительно излученного) $l=t/\Delta\tau$, где t – текущее время, $\Delta\tau$ – интервал дискретизации сигнала. За начало отсчета (t=0) принимается начало излучения зондирующего сигнала. Математическое моделирование работы предлагаемого фильтра осуществлялось в программе MatLAB 7.0.

Сигналы с выходов согласованного матричного фильтра (рис. 2, *а*), использующегося в качестве первого каскада адаптивного фильтра, имеют высокий уровень боковых лепестков, и слабые эхо-сигналы скрыты в боковых лепестках сильных эхо-сигналов. После второго этапа обработки (рис. 2, *б*) наблюдается существенное снижение УБЛ, обусловленного сильными эхо-сигналами. При наблюдении сигналов после третьего этапа обработки, с выхода адаптивного фильтра поляризационной РЛС (рис. 2, *в*), наблюдается снижение УБЛ сжатого сигнала, обусловленного слабыми эхо-сигналами. Для используемой модели снижение УБЛ составило 25 дБ.

Сравнение результатов работы согласованного матричного фильтра (рис. 2, *а*) и предложенного адаптивного фильтра (рис. 2, *в*) свидетельствует о существенном подавлении боковых лепестков сжатых сигналов в поляризационной РЛС со сложными сигналами. В результате адаптивной обработки становится возможна оценка слабых эхо-сигналов, которые при согласованной фильтрации скрыты в боковых лепестках сильных эхо-сигналов.

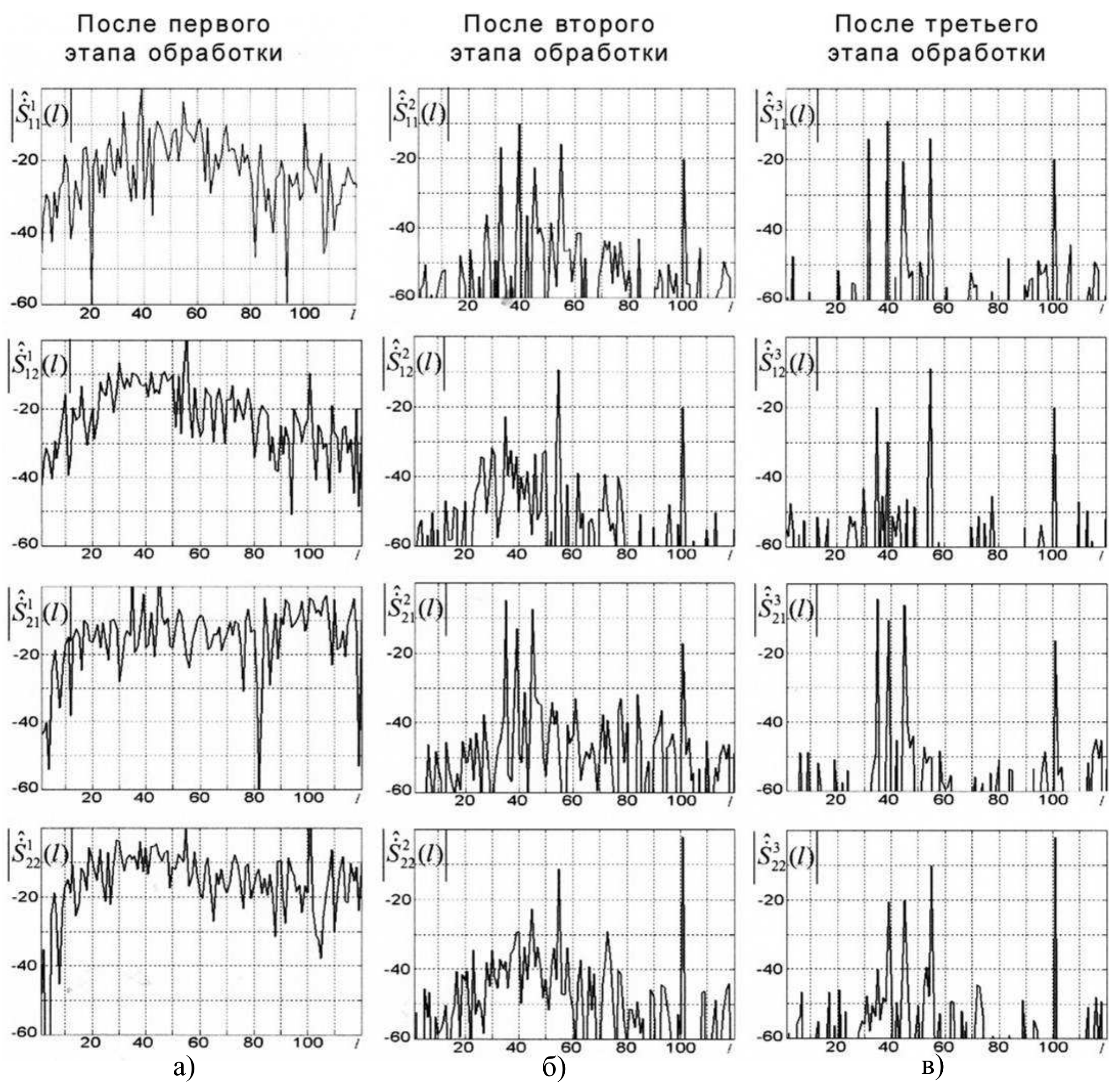


Рис. 2. Результаты работы адаптивного фильтра поляризационной РЛС

Выводы

Предлагаемый адаптивный фильтр позволяет снизить уровень боковых лепестков сжатого сигнала в поляризационной РЛС, обусловленный как ненулевой автокорреляцией сигналов в составе векторного зондирующего сигнала, так и их взаимной корреляцией.

Снижение уровня боковых лепестков сжатого сигнала позволяет дать более точную по сравнению с согласованным матричным фильтром оценку элементов матриц рассеяния точечных отражателей в составе радиолокационной цели без увеличения длительности зондирующего сигнала путем поэтапной обработки и изменения в процессе адаптации векторов весовых коэффициентов адаптивного фильтра. Для рассмотренной модели снижение уровня боковых лепестков сжатого сигнала составило 25 дБ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Канарейкин Д.Б., Павлов Н.Ф., Потехин В.А. Поляризация радиолокационных сигналов. – М.: Советское радио, 1966. – 440 с.
2. Богородский В.В., Канарейкин Д.Б., Козлов А.И. Поляризация рассеянного и собственного радиоизлучения земных покровов. – Л.: Гидрометеоиздат, 1981. – 279 с.
3. Губин В.А., Коростелев А.А., Мельник Ю.А. Пространственно-временная обработка радиолокационных сигналов. – Л.: Ленинградская инженерная краснознаменная академия им. А.Ф. Можайского, 1970. – 201 с.
4. Blunt S.D., Gerlach K.. Adaptive pulse compression // IEEE 2004 National Radar Conf. – Philadelphia, 2004. – P. 271–276.
5. Хлусов В.А. Совместная оценка координатных и поляризационных параметров радиолокационных объектов // Сибирский поляризационный семинар «СИБПОЛ»: Докл. IV Междунар. научно-практ. семинара. – Сургут, 2004. – С. 67–79.